

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日                      2 0 0 3 年    6 月    3 日  
Date of Application:

出 願 番 号                      特 願 2 0 0 3 - 1 5 7 9 1 2  
Application Number:  
[ST. 10/C] :                      [ J P 2 0 0 3 - 1 5 7 9 1 2 ]

出      願      人                      松 下 電 器 産 業 株 式 会 社  
Applicant(s):

2 0 0 3 年 1 0 月    2 日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康



出 証 番 号    出 証 特 2 0 0 3 - 3 0 8 1 4 1 9

【書類名】 特許願

【整理番号】 2033850156

【提出日】 平成15年 6月 3日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H01P 5/08  
H01P 3/08

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 菅野 浩

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100097445

【弁理士】

【氏名又は名称】 岩橋 文雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100103355

【弁理士】

【氏名又は名称】 坂口 智康

【選任した代理人】

【識別番号】 100109667

【弁理士】

【氏名又は名称】 内藤 浩樹

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2002-354081

【出願日】 平成14年12月 5日

## 【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011305

【納付金額】 21,000円

## 【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9809938

【書類名】 明細書

【発明の名称】 高周波回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 誘電体基板と、該誘電体基板表面に形成された信号導体配線、および該誘電体基板表面に該信号導体配線の両側に間隙を介して形成された接地導体配線と、該信号導体配線と平行して該誘電体基板の裏面に形成された接地導体層とからなり、該信号導体配線の一部が外部高周波回路へと接続される高周波伝送線路を具備し、該誘電体基板を貫通し、該信号導体配線を挟んで形成される接続用貫通導体対群により該接地導体配線と該接地導体層とが接続されてなる高周波回路であって、該誘電体基板の最も基板端部に近接して配置された接続用貫通導体対の対向間隔が、該誘電体基板内における設計周波数の実効波長の二分の一未満に設定されることを特徴とする高周波回路。

【請求項 2】 誘電体基板と、該誘電体基板表面に形成された信号導体配線、および該誘電体基板表面に該信号導体配線の両側に間隙を介して形成された接地導体配線と、該信号導体配線と平行して該誘電体基板の裏面に形成された接地導体層とからなり、該信号導体配線の一部が外部高周波回路へと接続される高周波伝送線路を具備し、該誘電体基板を貫通し、該信号導体配線を挟んで形成される接続用貫通導体対群により該接地導体配線と該接地導体層とが接続されてなる高周波回路であって、該接続用貫通導体対群中、該誘電体基板の最も基板端部に近接して配置された接続用貫通導体対の対向間隔が最も短く設定されることを特徴とする高周波回路。

【請求項 3】 誘電体基板と、該誘電体基板表面に形成された信号導体配線、および該誘電体基板表面に該信号導体配線の両側に間隙を介して形成された接地導体配線と、該信号導体配線と平行して該誘電体基板の裏面に形成された接地導体層とからなり、該信号導体配線の一部が外部高周波回路へと接続される高周波伝送線路を具備し、該誘電体基板を貫通し、該信号導体配線を挟んで形成される少なくとも一対の接続用貫通導体対群により該接地導体配線と該接地導体層とが接続されてなる高周波回路であって、該誘電体基板の端面部に近接して配置された接続用貫通導体対の該端面部に最も近い個所同士の対向間隔が、該誘電体基板

内における設計周波数の実効波長の二分の一未満に設定されることを特徴とする高周波回路。

【請求項 4】 請求項 1～3 に記載の高周波回路と該高周波回路と接続される該外部高周波回路からなる高周波回路であって、該外部高周波回路が、外部回路基板と該外部回路基板上に形成された信号導体配線と該信号導体配線の両側に間隙を介して形成される接地導体配線と、該外部回路基板裏面、もしくは内部に形成された接地導体層を少なくとも有し、該接地導体層と該接地導体配線が該信号導体配線を挟み該外部回路基板を貫通して形成される接続用貫通導体対を少なくとも一対有し、該高周波回路と該外部高周波回路との接続個所に最も近接して形成される該接続用貫通導体対の対向間隔が、該外部回路基板中における設計周波数の実効波長の二分の一未満に設定されることを特徴とする高周波回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、主として、マイクロ波及びミリ波帯の無線周波数とする高周波用モジュールにおいて用いる高周波回路に関するものであり、特に、誘電体基板と、該誘電体基板表面に形成された信号導体配線、および該誘電体基板表面の該信号導体配線の両側に間隙を介して形成された接地導体配線と、該信号導体配線と平行して該誘電体基板の裏面に形成された接地導体層とからなる高周波伝送線路を具備し、任意の間隔で配置され該接地導体配線と該接地導体層とを接続する、該誘電体基板を貫通して形成された接続用貫通導体が形成されてなり、他の外部回路に接続されてなる高周波回路に適用されるもので、外部回路と接続する個所における高周波信号の放射損失を低減するのに適した回路構造に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

近年、無線機器は利用者の急激な増加に伴い新たな周波数資源であるミリ波帯の利用が急務となっている。又、ミリ波帯はその波長の短さを利用して、自動車用衝突防止レーダ等の測距機器への応用も検討が進められている。ミリ波帯機器

の実用化のためには、特に高周波回路部の量産性を前提とした低価格化、小型化が課題となっている。例えば、本発明に関わる従来の高周波回路の構造としては、誘電体基板内部を接続用貫通導体等を用いて信号導体配線をパッケージの裏面に引出して接続端子を形成し、半田リフローによって外部回路基板の線路に表面実装することが提案されている。

#### 【0003】

図8は、このような接続用貫通導体を用いた高周波パッケージの概略図である。概略断面図である図8(a)に示すように、誘電体基板1と蓋9からなるキャビティ内に高周波素子10が収納されており、また、誘電体基板1の表面には一端が高周波素子10とリボン、ワイヤ等11、により接続された信号導体配線2が形成され、また、誘電体基板1の上面には図8(b)に示すようなパターンの接地導体層4、および信号導体配線2が形成されている。そして、信号導体配線2のもう一端は誘電体基板1を貫通して形成された接続用貫通導体12に接続されており、誘電体基板1の下面に形成された信号導体配線2へと、接地導体層4に接触して接地されることなく高周波信号を伝送する。図8(c)には、誘電体基板1の下面に形成された配線パターン図について示しているが、信号導体配線2の両側には任意の間隙を介して接地導体配線3が形成されており、信号導体配線2と接地導体層4と接地導体配線3によってグランド付コプレーナ線路構造が成立している。高周波素子10の直下の誘電体基板1の表面には接地導体領域4bが形成され、その接地導体領域4bの高周波接地は誘電体基板1の裏面に形成された接地導体領域4cから、誘電体基板を貫通する接続用貫通導体群4dを介して供給されている。

#### 【0004】

一方、パッケージを実装する外部回路基板13においては、表面に信号導体配線14、内部、裏面の少なくともいずれかに接地導体層15が形成されており、マイクロストリップ線路、グラウンド付コプレーナ線路などの高周波伝送線路構造のいずれかとして高周波信号を伝送する。なお、グラウンド付コプレーナ線路の場合、外部回路基板13表面上にも接地導体配線16が、信号導体配線の両側に任意の間隙を介して形成される。外部回路基板と高周波パッケージの接続の際

には、外部回路基板表面と高周波パッケージの下面のそれぞれに、信号導体配線の両側に任意の間隙を介して接地導体配線 16 が形成されて、信号導体配線 2 と 14、および接地導体配線 3 と 16 のそれぞれが半田 17 等の導体によって電氣的に接続されて、実装される。

#### 【0005】

ここで、誘電体基板 1、外部回路基板 13 の表裏面に形成された接地導体配線と接地導体層との間には任意の数の接続用貫通導体群 16 z (図 10 参照) が形成され、高周波接地の確立が図られている。この場合、信号導体配線に近接した領域においては特に、信号導体配線の左右に対向して接続用貫通導体対が形成されることが多い。このような構造によって、機械的接続と高周波的な接続が同時に達せられるため、量産性と低コスト化が可能となっている。また、高周波素子 10 の直下の外部回路基板 13 の表面には接地導体領域 16 b が形成され、その接地導体領域 16 b の高周波接地は外部回路基板 13 の裏面、もしくは内部に形成された接地導体領域 15 から、外部回路基板の少なくとも一部を貫通する接続用貫通導体群 16 d を介して供給されている。典型的な外部回路基板の表面および裏面の導体パターン図を図 10 (a)、(b) にそれぞれ示す。

#### 【0006】

しかしながら、このような構造の表面実装パッケージをミリ波帯のような高周波信号が伝送する際には、さまざまな個所での損失を考慮し、その低減に努めねばならない。

#### 【0007】

例えば、図 9 にその伝送線路の断面構造を示したように、パッケージ内部の高周波伝送線路がグラウンド付コプレーナ線路的な伝送線路構造を有する場合、誘電体基板 1 の表面の接地導体配線 3 と誘電体基板 1 の裏面の接地導体層 4 と、両者を接続する接続用貫通導体対 5 によって、信号導体配線 2 を囲んで導波管構造が形成される。ここで、伝送する周波数において、導波管伝送モードが伝送不可なように設計されないと、各周波数において基本伝送モードが導波管モードへ変換されてしまい、伝送損失が増加してしまう。導波管モードを抑制するためには、対向する接続用貫通導体対の対向間隔  $W$  が、誘電体基板 1 内における設計周波

数の実効波長の二分の一に設定されればよい。ここで、誘電率  $\epsilon$  の誘電体基板 1 における電磁波の実効波長は、自由空間における電磁波の波長を、 $\epsilon$  の 2 分の 1 乗で定義される値によって割ることにより導出される。導波管モード抑制を考慮した設計例として、非特許文献 1 にその一般的な例が示されている。非特許文献 1 においては、超高周波帯域で導波管モードが誘起されない高周波伝送線路を誘電率 7.5 の基板を用いて具現化するために、接続用貫通導体対は信号導体線路を挟んで最も値が小さくなる点において 0.5 mm となるような設定で配置している。非特許文献 1 において紹介されているように、通過損失特性において 100 GHz から 120 GHz 辺りに特性劣化が見られている。接続用貫通導体間の最短対向距離 0.5 mm は 102 GHz 程度の周波数において実効波長の二分の一に相当する距離と一致することから、この特性劣化は寄生導波管モードによって増加した損失に起因したものとして説明されている。

#### 【0008】

また、同様に、接続個所における放射損失も問題となる。これは、接続端子側の接地導体層と外部回路基板側の接地導体層との重なりによって高次モードである平行平板モードへの変換が誘起されるために、基本モードで伝送してきた高周波信号にとっては放射損失となるものと説明されている。特許文献 1 において改善法の一例が示されたように、接続端子側の接地導体層の一部から、接続用貫通導体に対向する領域を少なくとも含む導体部を除去することにより、この放射損失は低減される。

#### 【0009】

また、同様に、接続個所における放射損失を低減する方法として、非特許文献 1 にその例が示されている。ここでは、接続端子側の接地導体層と外部回路基板側の接地導体層との重なりによって誘起される平行平板モードについて詳細に検討しており、接続端子側の接地導体層の最も基板端側の接続境界面において、超高周波においても短絡端となるよう接地特性を維持するため、接続境界面に半円柱状の端面貫通用接続導体を形成している。端面貫通用接続導体形成の結果、平行平板モードの誘起が抑制され、放射損失低減が達成されている。

#### 【0010】



**【特許文献 1】**

特許第 3046287 号公報

**【非特許文献 1】**

電子情報通信学会誌 ED2000-154、MW2000-107 (2000-09)、55 頁から 60 頁

**【0011】****【発明が解決しようとする課題】**

しかしながら、超高周波伝送時の伝送損失低減を図ってきた従来例においても、伝送損失を完全に除去することは困難であるだけでなく、別の実用上好ましくない問題を誘起する側面もあった。

**【0012】**

例えば、特許文献 1 における解決方法は、モジュールサイズが増大するという問題があり、小型化が必須である現在の高周波デバイスへの要求事項を満たせない。誘電体基板の最も端面部近くに形成されている接続用貫通導体対が対向する領域の接地導体層の一部を除去することは、高周波伝送特性への影響を考慮すれば、金属、セラミック、樹脂などの材質によって形成される蓋をその上部へ配置することが困難になることを意味する。例として、基板表面への配線可能領域が基板の端部から最低 100 ミクロン以上離す必要があり、接続用貫通導体のランド径が 600 ミクロンとするような配線プロセスルールに即して、樹脂基板を誘電体基板として用い、接続用貫通導体対間の全接地導体層を除去した場合においては、モジュールサイズは 1 端子あたり 700 ミクロン大きくなってしまうことになる。搭載する MMIC のサイズが 1 ミリ角程度に過ぎないことを念頭におけば、特許文献 1 の方法を全面的に採用することは困難である。

**【0013】**

また、非特許文献 1 にその例が示された解決方法においては、低温焼成ガラスセラミックによって高周波回路を形成する場合には、通常の一般的なプロセスによって解決可能な方法であるとされているが、樹脂基板や高温で焼成するセラミック基板などを用いて高周波回路を製造する全ての場合において、基板端面にその内部が露出するよう接続用貫通導体対を形成することは信頼性、再現性の観点

から回避可能であることが好ましい。

#### 【0014】

従って、本発明の目的は、誘電体基板に対して信号導体配線と接地導体配線を具備する高周波伝送線路が設けられた配線基板を外部回路基板と接続するに際して、接続部における高周波信号の伝送損失を低減し、より高周波低損失伝送を可能とする接続端子構造を有する高周波回路を省容量な形状で提供、もしくは特殊なプロセスを用いず提供可能とすることである。

#### 【0015】

##### 【課題を解決するための手段】

本発明者等は、該課題を解決すべく検討を重ねた結果、この伝送損失を低減するためには、高周波伝送線路の最も端部に近い接続用貫通導体対の対向間隔を、従来よりも狭い間隔へ設定することが有効であることを発見し、本発明に至った。

#### 【0016】

例えば、導波管モードを抑制するために、対向接続用貫通導体対の対向間隔を設計周波数の実効波長の二分の一の長さに設定する従来技術例においては、以下のような原理的な課題があったことが明らかとなった。すなわち、接続用貫通導体対の一定周期での配置によって、導波管モード誘起を周期的に抑制している従来技術例においては、グラウンド付コプレーナ線路構造の終端個所においてはその周期性が破綻しており、接続用貫通導体対による導波管モード抑制の効果が低下し、導波管モード誘起による伝送損失増加という問題が存在していた。すなわち、終端個所に形成された接続用貫通導体対の中心間を結ぶ線分よりも基板端側にあたる領域においては、導波管の側壁部を構成する接続用貫通導体間の距離が徐々に広がるため、導波管モードに対する遮断周波数も徐々に低下してしまう。そこで、グラウンド付コプレーナ線路の終端個所における接続用貫通導体対の対向間隔を、伝送周波数における導波管モード発生を抑制するため必要な距離未満へと設定すれば、遮断周波数低下の抑制が可能となるものである。なお、本発明の高周波回路は従来の解決方法と比較して回路規模の増大を起こさないという利点を有している。

## 【0017】

また、本発明の高周波回路において接続用貫通導体対間距離が短く設定されることにより、誘電体基板の裏面に形成されている接地導体層の接地が強化される。接続端子側の接地導体層の最も基板端側の接続境界面においても、超高周波帯の周波数領域まで短絡端となるよう接地特性が維持され易くなりうるため、平行平板モードの誘起が抑制され、放射損失低減が達成される効果もある。なお、本発明の高周波回路は、従来の解決方法と比較して、特殊なプロセスを要せず、ごく一般的なプロセスルールによって形成可能であるという利点を有する。

## 【0018】

すなわち、本発明の高周波回路は、誘電体基板と、該誘電体基板表面に形成された信号導体配線、および該信号導体配線の両側に間隙を介して該誘電体基板表面に形成された接地導体配線と、該信号導体配線と平行して該誘電体基板の裏面に形成された接地導体層からなる高周波伝送線路を具備し、該誘電体基板を貫通し、該信号導体配線を挟み対向配置される接続用貫通導体対が該接地導体配線と該接地導体層とを接続してなり、該信号導体配線の一部が外部高周波回路と接続される高周波回路であって、該信号導体配線の終端部と、該終端部を挟む一对の該接続用貫通導体対を含む高周波伝送線路終端部において、該接続用貫通導体対の対向間隔が、高周波伝送線路終端部以外の領域での該接続用貫通導体対群の対向間隔と比較して短く設定される、もしくは該誘電体基板内における設計周波数の実効波長の二分の一未満の長さに設定されることを特徴とするものである。

## 【0019】

なお、本発明の高周波回路においては、グラウンド付コプレーナ線路の終端個所における接続用貫通導体対の最も基板端側に近い個所同士の対向間隔が、誘電体基板内における設計周波数の実効波長の二分の一未満の長さに設定されることが好ましい。上記設定により、より効果的な導波管モード誘起の抑制が達成される。

## 【0020】

なお、本発明の高周波回路においては、高周波伝送線路終端部における信号導体配線の線幅が、該高周波伝送線路終端部以外での信号導体配線の線幅と比較し

て細く設定されることが好ましい。表面実装を行うためには、同一平面で信号導体配線と両側の接地導体配線を接続する必要があるため、接続部ではコプレーナ線路同士の接続形態となっている。しかし、該高周波伝送線路終端部以外での高周波伝送線路の伝送モードはマイクロストリップ線路的であり、信号導体配線と裏面の接地導体層との間の容量が特性に大きな影響を与えている。そこで、高周波伝送線路終端部においてコプレーナ線路的な伝送モードを実現するためには、信号導体配線と裏面の接地導体配線との間の容量を低減し、相対的に信号導体配線と両側の接地導体配線間の容量を増加させることが伝送モードのスムーズな変換のためには効果的であり、本発明の構造によって低反射な信号伝送が達成可能となる。

#### 【0021】

なお、本発明の高周波回路においては、高周波伝送線路終端部における信号導体配線と両側の接地導体配線間の間隔が、該高周波伝送線路終端部以外での間隔と比較して、狭く設定されることが好ましい。表面実装を行うためには、同一平面で信号導体配線と両側の接地導体配線を接続する必要があるため、接続部ではコプレーナ線路同士の接続形態となっている。しかし、該高周波伝送線路終端部以外での高周波伝送線路の伝送モードはマイクロストリップ線路的であり、信号導体配線と裏面の接地導体層との間の容量が特性に大きな影響を与えている。そこで、高周波伝送線路終端部においてコプレーナ線路的な伝送モードを実現するためには、信号導体配線と両側の接地導体配線間の容量を増加させることが伝送モードのスムーズな変換のためには効果的であり、本発明の構造によって低反射な信号伝送が達成可能となる。なお、本発明は従来の解決方法と比較して、省容積な回路構造での課題解決が可能であるだけでなく、製造時に特殊なプロセスを必要としない。

#### 【0022】

なお、本発明の高周波回路においては、誘電体基板として一般的な樹脂基板、セラミック基板、等を用いることが可能であるが、低誘電率特性を有する樹脂基板の使用が、本発明の効果を最大限得るためには好ましい。これは、誘電体基板を構成する材料の誘電率が高いほど、誘電体基板内における実効波長が短縮され

るので、配線パターン形成に高い精度が要求されること、製造時のばらつきによる特性ばらつきが大きくなること、などの悪影響が生じるからである。本発明は従来の解決方法と比較して、省容積な回路構造での課題解決が可能であるだけでなく、製造時に特殊なプロセスを必要としない。

#### 【0023】

なお、本発明の高周波回路においては、該誘電体基板の裏面に形成された該接地導体層における少なくとも該一对の接続用貫通導体間に位置し、かつ該信号導体配線と対向する領域に非グラウンド領域を設けることが好ましい。本発明の構造により、平行平板モードの誘起が抑制され、放射損失が低減される。なお、本発明は従来の解決方法と比較して、製造時に特殊なプロセスを必要としない。

#### 【0024】

なお、本発明の高周波回路においては、該誘電体基板の裏面に形成された該接地導体層における少なくとも該一对の接続用貫通導体間の対向領域よりも基板端に近い領域の少なくとも一部を含む領域に非グラウンド領域を設けることが好ましい。なお、本発明は従来の解決方法と比較して、省容積な回路構造での課題解決が可能であるだけでなく、製造時に特殊なプロセスを必要としない。

#### 【0025】

また、本発明の高周波回路は、上述の本発明の高周波回路が接続される外部高周波回路に関するもので、少なくとも接続個所において外部回路基板表面上に形成されるグラウンド付コプレーナ線路配置において、信号導体配線を挟み外部回路基板を貫通して外部回路基板の表面接地導体配線と内部もしくは裏面に形成された接地導体層を接続する接続用貫通導体対の対向距離が、上述の本発明の高周波回路と外部高周波回路が接続される接続個所に最も近接した接続用貫通導体対については、他の接続用貫通導体対よりも短く設定されるか、もしくは外部回路基板中における設計周波数の実効波長の二分の一未満の長さに設定されることを特徴とするものであり、本発明の構成により、高周波信号伝送時の導波管モード誘起および平行平板モード誘起の抑制がはかられるため、放射損失が低下するという実用上有利な効果が得られる。なお、本発明は、省容積な回路構造での課題解決が可能であるだけでなく、製造時に特殊なプロセスを要しない。

## 【0026】

## 【発明の実施の形態】

本発明の高周波回路の実施の形態について図面に基づき説明する。なお、本発明は、実施の形態に限定されない。図1は本発明の高周波回路の一例を説明するための概略断面図(a)、表面のパターン図(b)である。

## 【0027】

図1において、本発明の高周波回路に拠れば、誘電体基板1の表面に信号導体配線2が形成され、任意の間隔を介して信号導体配線2と平行に接地導体配線3が形成され、さらに誘電体基板の裏面には信号導体配線2と平行に接地導体層4が形成されており、信号導体配線2と各接地導体との間の電磁界分布に基づいて、グラウンド付コプレーナ線路構造の伝送特性が決定される。

## 【0028】

誘電体基板1の表面の接地導体配線3と裏面の接地導体層4は、接続用貫通導体5a、5bによって電氣的に接続されている。導波管モードの誘起を避けるため、接続用貫通導体5aは信号導体配線2をはさんで誘電体基板1中の設計周波数の実効波長の二分の一の間隔で対向して形成される。例えば、誘電率が3である液晶ポリマーを誘電体基板1として用いた場合、接続用貫通導体5aの間の最短距離を1000ミクロンとすれば、伝送線路構造の導波管モードの遮断周波数は85GHz程度になる。すなわち、上記設定では、85GHz以下の周波数帯域での信号伝送において導波管モードは抑制され、伝送損失は低く抑えることができる。

## 【0029】

ここで、本発明において最も重要な点は、信号導体配線2の終端部に最も近く配置される一対の接続用貫通導体5b間の信号導体配線2を挟んだ最短対向距離 $W_a$ が、伝送線路構造の導波管モード遮断のために必要な距離よりも短く設定されることにある。図2を用いて、最も信号導体配線終端部に近い位置で信号導体配線を挟んで形成される一対の接続用貫通導体5bが本発明の高周波回路において有する機能について、詳細に説明する。

## 【0030】

高周波伝送線路の伝送線路構造を、一对の接続用貫通導体 5 b の中心 7 よりも基板内部側の領域 (a)、中心 7 よりも基板端側の領域で、接続用貫通導体 5 b の終端点までの領域 (b)、さらには、接続用貫通導体 5 b が信号導体配線 2 の両側に存在しない領域 (c) の 3 種類に分類する。図 2 には誘電体基板 1 表面の配線パターン図を、図 2 (a) には領域 (a) における伝送線路の断面構造を、図 2 (b) には領域 (b) における伝送線路の断面構造をそれぞれ示した。領域 (a) については接続用貫通導体 5 b よりも基板内部側には任意の数の接続用貫通導体 5 a の対が形成されているため、伝送方向に対して周期的に導波管モードの誘起が抑制された理想的な伝送線路と捉えることが可能であって、導波管モードの遮断周波数は、最も基板端に近接して導波管モードを遮断する接続用貫通導体 5 間の対向最短距離  $W_a$  (図 1、2 (a) 参照) によって規定される。一方、領域 (b) においては、一对の接続用貫通導体 5 の形状が一般的な円柱形状などである場合には、一对の接続用貫通導体 5 の対向距離  $W_b$  (図 2 (b) 参照) が基板端に近づくと次第に広がっていくため導波管モードの遮断周波数低下を招いてしまう。そこで本発明は、領域 (b) における導波管モードの発生に起因する放射損失の低減を目的としている。

#### 【0031】

本発明は、一对の接続用貫通導体 5 b の対間対向距離  $W_a$  を、導波管モード遮断のために必要な値よりも小さく、具体的には誘電体基板 1 内での設計周波数の実効波長の二分の一未満、へと設定することにより上記目的を達成する。

#### 【0032】

また、本発明は、一对の接続用貫通導体 5 b 間の対向距離  $W_a$  が、高周波伝送線路の終端部以外の領域での一对の接続用貫通導体 5 a の対向距離  $W$  の中で最も短く設定されることを特徴とする。

#### 【0033】

また、本発明は、好ましくは、一对の接続用貫通導体 5 b の最も基板端に近い個所同士の対向距離  $W_c$  が誘電体基板 1 内での設計周波数の実効波長の二分の一未満へと設定されることにより最も効果的に上記目的を達する。ここで、誘電体基板の裏面に形成された接地導体層 4 は、一对の接続用貫通導体 5 b 間の領域を

除去していないため余分な回路面積が不要となり、省容量な回路構成の維持と放射損失低減の両立が可能となる。また、一对の接続用貫通導体 5 b の一部を誘電体基板 1 の端面から露出させることなく放射損失低減が可能となるため、特殊なプロセスを用いることなく実用上有利な効果が得られる。

#### 【0034】

また、本発明においては、図 3 に示すように、高周波伝送線路終端部において信号導体配線 2 の幅を低減し、接地導体層 4 と信号導体配線 2 との間の容量を減じ、相対的に接地導体配線 3 と信号導体配線 2 間の容量を増大させることにより、マイクロストリップ線路的な伝送モードからコプレーナ線路的な伝送モードへのスムーズな変換がなされ、反射低減を図ることが可能である。一对の接続用貫通導体 5 b 間の対向距離の最小値は、信号導体配線 2 の幅  $W_s$  と両側の接地導体配線 3 までの間隔  $W_g$  と、接地導体配線 3 の端から接続用貫通導体 5 の壁部までの最短間隔  $W_p$ 、即ち採用プロセスルールに大きく依存することとなり、 $W_g$  や  $W_p$  の値の低減がかなわない場合には、所望の  $W_c$  値を得ることが困難となる。そこで、本発明の高周波回路においては、信号導体配線 2 の幅  $W_s$  を低減することによって所望の  $W_a$ 、 $W_c$  値を得ることが可能となり、放射損失を低減した低反射な高周波回路の提供が可能となる。

#### 【0035】

また、本発明においては、図 4 に示すように、高周波伝送線路終端部において信号導体配線 2 と両側の接地導体配線 3 間の間隔  $W_g$  を低減し、信号導体配線 2 と接地導体配線 3 との間の容量を増大させ、相対的に接地導体層 4 と信号導体配線 2 との間の容量を減じる構成によって、マイクロストリップ線路的な伝送モードからコプレーナ線路的な伝送モードへのスムーズな移行を行い、反射の低減をはかることが可能である。一对の接続用貫通導体 5 b 間の対向距離の最小値は、信号導体配線幅  $W_s$  と両側の接地導体配線までの間隔  $W_g$  と、採用プロセスルールにより決定される接地導体配線の端から接続用貫通導体の壁部までの最短間隔  $W_p$ 、即ち採用プロセスルールに大きく依存することとなり、 $W_s$  や  $W_p$  の値の低減がかなわない場合には、所望の  $W_c$  値を得ることが困難となる。そこで、本発明の高周波回路においては、接地導体配線 3 と信号導体配線 2 との間の間隔  $W$



g を低減することによって所望の  $W_a$ 、 $W_c$  値を得ることが可能となり、放射損失を低減した低反射な高周波回路の提供が可能となる。

#### 【0036】

また、本発明のより好ましい例に拠れば、図 5 (a) に誘電体基板表面の配線パターンを、図 5 (b) に誘電体基板裏面の接地導体層の形成パターンを示すように、高周波伝送線路終端部において、誘電体基板 1 の裏面に形成された接地導体層 4 から、一对の接続用貫通導体 5 b が対向する領域よりも誘電体基板 1 の端面 8 に近い側の領域の少なくとも一部を除去することにより、平行平板モードの誘起が抑制され、放射損失の低減が可能となる。

#### 【0037】

次に、本発明の接続端子構造を具備する配線基板として、高周波素子を搭載したパッケージについて説明する。このパッケージは、図 6 の概略断面図に示すように、誘電体基板 1 と蓋体 9 からなるキャビティ内に高周波素子 10 が収納されており、また、図 6 (b) に、蓋体 9 を除いた平面図を示したように、誘電体基板 1 の上面には接地導体配線 4 と高周波素子 10 よりワイヤ 11 等により接続され外部へ信号を伝送するための信号導体配線 2 が形成されており、他端は接地導体配線 4 に接触することなく、誘電体基板 1 を貫通して伝送信号を誘電体基板 1 の下面に導く接続用貫通導体 12 に接続される。また、図 6 (c) には、誘電体基板 1 の下面に設けられた導体層のパターン図であり、信号導体配線 2 の両側に接地導体配線 3 が形成され、信号導体配線 2 と接地導体層 4 と接地導体配線 3 によってグラウンド付コプレーナ線路構造の高周波伝送線路が形成される。接地導体配線 3 と接地導体層 4 は接続用貫通導体 5 によって、誘電体基板 1 を貫通して電氣的に接続される。接地導体配線 3 と接地導体層 4 は接続用貫通導体 5 によって、誘電体基板 1 を貫通して電氣的に接続される。

#### 【0038】

そして、このパッケージにおいては、図 1 から図 5 で説明したように、信号導体配線 2 の終端部を含む高周波伝送線路の終端部において、一对の接続用貫通導体 5 b が導波管モードの誘起を効果的に抑制するよう対向距離が工夫され配置されている。

## 【0039】

一方、このパッケージを実装する外部回路基板13においては、その表面に信号導体配線14が形成され、その裏面に接地導体層15が形成されており、パッケージと接続するための接続端子構造として、信号導体配線14の両側に一对の接地導体配線16が形成されており、接地導体配線16はそれぞれ接地導体層15と接続用貫通導体（図示せず）によって電氣的に接続されている。また、高周波素子直下の領域には各基板の各面ごとに接地導体面が設定され（図示せず）、各基板ごとに任意の数の接続用貫通導体（図示せず）によって高周波接地が維持されている。

## 【0040】

このパッケージは、図6に示すように、外部回路基板13に対して、半田17によってパッケージの信号導体配線2と外部回路基板の信号導体配線14を、また、パッケージの接地導体配線3と外部回路基板の接地導体配線16が電氣的に接続されることにより実装される。このような実装構造において、パッケージにおける一对の接続用貫通導体5bの配置について本発明の回路構成を採用することにより、信号伝送時の放射損失は低減され、伝送損失を抑制した実装構造が提供可能となる。

## 【0041】

なお、図6のパッケージにおいて、誘電体基板1の裏面、もしくは外部基板13の表面において形成された高周波伝送線路において、信号導体配線2、もしくは14の両側には全域に渡って接地導体配線3、もしくは16が形成されグラウンド付コプレーナ線路が構成されているが、本発明は必ずしもこれに限定されるものではなく、マイクロストリップ線路構造の個所が一部に存在する伝送構造を有するパッケージにおいても本発明の原理を適用することが可能である。

## 【0042】

また、本発明のより好ましい例においては、接続される外部回路基板13の表面に形成される接地導体配線16と外部回路基板13の裏面もしくは内部に形成される接地導体層間を接続する接続用貫通導体対について、信号導体配線2と信号導体配線14、接地導体配線3と接地導体配線16が接続される接続個所に最

も近接した接続用貫通導体対の対向間隔が、該外部回路基板中の設計周波数の実効波長の二分の一未満と設定されることが好ましい。本発明の構造により、信号伝送時の導波管モード誘起、もしくは平行平板モードの誘起が抑制され、放射損失低減という有利な効果が得られる。

#### 【0043】

また、本発明のより好ましい例においては、接続される外部回路基板表面に形成される接地導体配線と外部回路基板裏面もしくは内部に形成される接地導体層間を接続する接続用貫通導体対について、信号導体配線 2 と信号導体配線 14、接地導体配線 3 と接地導体配線 16 が接続される接続個所に最も近接した接続用貫通導体対の対向間隔が、該信号導体配線 14 を挟んで形成される接続用貫通導体対の中で最も短く設定されることが好ましい。本発明の構造により、信号伝送時の導波管モード誘起、もしくは平行平板モードの誘起が抑制され、放射損失低減という有利な効果が得られる。

#### 【0044】

また、本発明のより好ましい例においては、接続される外部回路基板表面に形成される接地導体配線と外部回路基板裏面もしくは内部に形成される接地導体層間を接続する接続用貫通導体対について、信号導体配線 2 と信号導体配線 14、接地導体配線 3 と接地導体配線 16 が接続される接続個所に最も近接した接続用貫通導体対のさらに最も接続個所に近接した個所間の対向間隔が、該外部回路基板中の設計周波数の実効波長の二分の一未満と設定されることが好ましい。本発明の構造により、信号伝送時の導波管モード誘起、もしくは平行平板モードの誘起が抑制され、放射損失低減という有利な効果が得られる。

#### 【0045】

なお、本発明の高周波回路は、設計周波数が、無線通信システムにおける使用帯域の上限周波数以上であることが好ましく、またさらに好ましくは、無線通信システムにおける使用帯域の上限周波数の二倍高調波以上であることが好ましい。本設定により設計された高周波回路は、内部に搭載される高周波素子 10 の良好な利得、雑音、および周波数変換特性を損なうことなく機能させることが可能となり、また更に好ましい設定において設計された高周波回路は、内部に搭載さ

れる高周波素子 10 の良好な歪特性を損なうことなく機能させることが可能となる。

#### 【0046】

##### 【実施例】

本発明の高周波回路の伝送特性を測定した。測定に用いた評価用配線基板の構造を図 6 に示した。評価用配線基板の表面パターンを図 7 に示した。誘電体基板として誘電率が 3、厚さ 125 ミクロンの液晶ポリマー基板を用いた。誘電体基板 1 の上面には、誘電体端面から長さ 100 ミクロン以内の端部を除いては全面にわたって接地導体層 4 が形成されている。誘電体基板 1 の下面には線幅  $W_s$  の信号導体配線 2 と  $W_g$  の間隔を介し両側に線幅 600 ミクロンの接地導体配線 3 が形成されている。なお、誘電体基板 1 の信号伝送方向の長さは 2000 ミクロンであって、その両端は配線ルールにより基板終端部までは導体形成が不可能なため、100 ミクロンずつの導体非形成領域が生じている。導体パターンは厚さ 40 ミクロンの銅により形成した。接地導体配線 3 と接地導体層 4 を接続する接続用貫通導体 5 はドリルにより誘電体基板 1 を貫通する空孔を半径 100 ミクロンで設けたあと、めっきプロセスによって空孔の側面部を平均厚さ 20 ミクロンにわたって導体化した。接続用貫通導体 5 a、5 b の内部は空孔のままとした。プロセスルールの制限により、 $W_p$  の最小値を 200 ミクロンへと設定した。なお、外部回路基板としては誘電率 2.5、厚さ 200 ミクロンのテフロン (R) 基板を使用した。プロセスルールは誘電体基板 1 に関するルールと同一である。

#### 【0047】

両基板端以外の中央部の領域では、 $W_s$  を 200 ミクロン、 $W_g$  を 200 ミクロンとして、グラウンド付コプレーナ線路としての特性インピーダンスをほぼ 50 オームとなるよう設定した。このとき、接続用貫通導体 5 a の間の最短距離  $W$  が 1000 ミクロンとなる。85 GHz の信号は誘電体基板 1 内において実効波長の二分の一の長さが 1020 ミクロンとなるため、導波管モードの遮断周波数は 85 GHz 程度と導出される。すなわち、導波管モードが誘起され始める周波数が 85 GHz となっている。両基板端からそれぞれ長さ 700 ミクロンの領域

については、(表1)に示すようにそれぞれ本発明の構造を採用して、 $W_a$ を950ミクロン、900ミクロンと低減して放射損失低減を図った。上記条件において、 $W$ の代わりに、 $W_a$ を用いて導波管モードの遮断周波数を導出したところ、それぞれ91GHz、96GHz程度となる。このとき、 $W_s$ を200ミクロン、 $W_g$ を150ミクロンとした。なお、両基板端付近の領域に関しても、 $W_s$ を200ミクロン、 $W_g$ を200ミクロン、接続用貫通導体間の対向最短距離 $W_a$ を1000ミクロンのままとした比較例1a、 $W_s$ を200ミクロン、 $W_g$ を150ミクロン、 $W_a$ を1000ミクロンとした比較例1bについても測定をした。なお、いずれの実施例においても $W$ の設定は1000ミクロンに固定した。

【0048】

【表1】

|       | 誘電体基板1中の<br>接続用貫通導体対配置<br>(最も基板端に近い導体対) |       |       |       |      | S21<br>(87GHz)<br>/dB | MAG<br>(87GHz)<br>/dB |
|-------|---|-------|-------|-------|------|-----------------------|-----------------------|
|       | $W_s$                                   | $W_g$ | $W_a$ | $W_c$ | $W$  |                       |                       |
| 比較例1a | 200                                     | 200   | 1000  | 1200  | 1000 | -4.79                 | -2.21                 |
| 比較例1b | 200                                     | 150   | 1000  | 1200  | 1000 | -5.36                 | -2.22                 |
| 実施例1a | 200                                     | 150   | 950   | 1150  | 1000 | -4.21                 | -2.01                 |
| 実施例1b | 200                                     | 150   | 900   | 1100  | 1000 | -3.41                 | -1.81                 |

【0049】

表1の結果において、比較例1bと実施例1a、1bとの比較から明らかなように、最も基板端に近い一对の接続用貫通導体5bの対向距離を従来よりも減じ、誘電体基板1内における設計周波数87GHzの実効波長の二分の一未満の値へと設定することにより、導波管モード誘起が抑制され、通過損失の低減という有利な効果が得られた。また、入出力端子において50Ω測定系と不整合があった場合にも通過損失の劣化が起こることを考慮して、表1には、より定量的な放射損失の指標としてMAG(最大有能電力利得)についても同様に示した。MAGは、入出力のインピーダンス不整合による通過損失の劣化の影響を排除した上での損失を表す指標であり、このMAGの比較によっても、最も基板端に近い一对の接続用貫通導体5bの対向距離を従来よりも減じることにより、導波管モー

ド誘起が抑制され、放射損失が低減されたことが証明された。なお、比較例1aと比較例1bの比較より、基板端部付近の $W_g$ を減じることによって不整合が起き、通過損失が増大しているが、実施例1aおよび1bは、 $W_s$ 、 $W_g$ の設定が比較例1bと同様であるにもかかわらず、通過損失が低減していることから、実施例1a、および1bが比較例1aに対して通過損失低減の効果を得たことが不整合の改善ではなく、放射損失の低減に起因するものであることが明らかに証明された。

#### 【0050】

また、同様に、基板内部の領域において $W_s$ 、 $W_g$ をそれぞれ200ミクロンとし、両基板端付近のみ $W_s$ 、 $W_g$ をそれぞれ150ミクロンへと設定した、実施例2a、2bについて測定を行った。各実施例については、本発明の構造を採用して、一对の接続用貫通導体5bの対向最短距離 $W_a$ をそれぞれ900、850ミクロンとした。上記条件において、 $W$ の代わりに、 $W_a$ を用いて導波管モードの遮断周波数を導出したところ、それぞれ91GHz、96GHz程度となる。しかし、各実施例における、最も基板端に近接した個所同士の接続用貫通導体5b間の対向距離 $W_c$ はそれぞれ、1100、1050ミクロンと設定されたことになっている。上記条件において、 $W$ の代わりに、 $W_c$ を用いて導波管モードの遮断周波数を導出したところ、それぞれ78GHz、82.5GHz程度となる。また、両基板端付近の領域における $W_a$ を1000ミクロンのままに設定した比較例2についても測定を行った。比較例2の両基板端付近の領域における $W_s$ 、 $W_g$ の設定は、実施例2a、2bと同様である。なお、いずれの場合においても、 $W$ の設定は1000ミクロンに固定した。

#### 【0051】

【表 2】

|       | 誘電体基板1中の<br>接続用貫通導体対配置<br>(最も基板端に近い導体対) |     |      |      |      | S21<br>(87GHz)<br>/dB | MAG<br>(87GHz)<br>/dB |
|-------|---|-----|------|------|------|-----------------------|-----------------------|
|       | Ws                                      | Wg  | Wa   | Wc   | W    |                       |                       |
| 比較例2  | 150                                     | 150 | 1000 | 1200 | 1000 | -6.21                 | -1.88                 |
| 実施例2a | 150                                     | 150 | 900  | 1100 | 1000 | -4.02                 | -1.59                 |
| 実施例2b | 150                                     | 150 | 850  | 1050 | 1000 | -3.39                 | -1.47                 |

## 【0052】

表2の結果において、比較例2と実施例2a、2bとの比較から明らかなように、最も基板端に近い接続用貫通導体5bの対向距離を従来よりも減じ、誘電体基板1内における設計周波数87GHzの実効波長の二分の一未満の値へと設定することにより、導波管モード誘起が抑制され、通過損失の低減という有利な効果が得られた。また、MAGの比較によっても、最も基板端に近い一对の接続用貫通導体5bの対向距離を従来よりも減じることにより、導波管モード誘起が抑制され、放射損失が低減されたことが証明された。

## 【0053】

また、同様に、基板内部の領域においてWsをそれぞれ200ミクロンとし、両基板端付近のみWsを150ミクロン、Wgを100ミクロンへと設定した、実施例3a、3b、3cについて測定を行った。各実施例については、本発明の構造を採用して、接続用貫通導体5b間の対向最短距離Waをそれぞれ900、800、750ミクロンとした。各実施例における、最も基板端に近接した個所同士の接続用貫通導体5b間の対向距離Wcはそれぞれ、1100、1000、950ミクロンと設定されたことになっている。上記条件において、Wの代わりに、Wcを用いて導波管モードの遮断周波数を導出したところ、それぞれ78GHz、87GHz、91GHz程度となる。また、両基板端付近の領域におけるWaを1000ミクロンのままに設定した比較例3についても測定を行った。比較例3の両基板端付近の領域におけるWs、Wgの設定は、実施例3a～3cと同様である。なお、いずれの場合においてもWの設定は1000ミクロンに固定

した。

【0054】

【表3】

|       | 誘電体基板1中の<br>接続用貫通導体対配置<br>(最も基板端に近い導体対) |     |      |      |      | S21<br>(87GHz)<br>/dB | MAG<br>(87GHz)<br>/dB |
|-------|---|-----|------|------|------|-----------------------|-----------------------|
|       | Ws                                      | Wg  | Wa   | Wc   | W    |                       |                       |
| 比較例3a | 150                                     | 100 | 1000 | 1200 | 1000 | -6.43                 | -1.84                 |
| 実施例3a | 150                                     | 100 | 900  | 1100 | 1000 | -3.78                 | -1.58                 |
| 実施例3b | 150                                     | 100 | 800  | 1000 | 1000 | -2.47                 | -1.37                 |
| 実施例3c | 150                                     | 100 | 750  | 950  | 1000 | -2.39                 | -1.36                 |
| 比較例3b | 150                                     | 100 | 1000 | 1200 | 1000 | -5.8                  | -1.96                 |

【0055】

表3の結果において、比較例3aと実施例3a～3cとの比較から明らかなように、最も基板端に近い接続用貫通導体5bの対向距離を従来よりも減じ、誘電体基板1内における設計周波数87GHzの実効波長の二分の一未満の値へと設定することにより、導波管モード誘起が抑制され、通過損失が低減されていくという有利な効果が得られた。また、MAGの比較によっても、最も基板端に近い一対の接続用貫通導体5bの対向距離を従来よりも減じることにより、導波管モード誘起が抑制され、放射損失が低減されたことが証明された。また、両基板端の領域において、伝送する87GHzの信号が導波管モードへ変換されないための条件は、基板端部の接続用貫通導体5bにおいて最も基板端部に近い個所同士の間隔Wcを、誘電体基板1内における87GHzの信号の実効波長の二分の一である1000ミクロン、未満とする設定であるが、この条件がすでに満たされている実施例3bと、更にWcを減じた実施例3cにおいては、通過損失、MAGともにほぼ同程度の値へと収束しつつある結果が得られており、本発明の原理の有効性が明確に証明された。

【0056】

なお、両基板端部ではなく基板内部の領域において、2箇所の接続用貫通導体



5 a 間の対向距離を低減した比較例 3 b についても測定を行った。両基板端から数えてそれぞれ 2 つ目に相当する接続用貫通導体 5 a について対向距離低減を行った。対向距離 W は 8 0 0 ミクロンに設定した。接続用貫通導体 5 a, 5 b の周辺においては W p の最小値を 2 0 0 ミクロンとするべく W g を 1 0 0 ミクロンへと低減したため、表 3 に示したとおり、比較例 3 a と 3 b との間では整合に変化が生じているため両者の特性は完全には一致していないが、通過損失、M A G とともに、実施例 3 b よりもむしろ比較例 3 a に近い特性が得られている。すなわち、実施例 3 b において得られた比較例 3 a に比較しても特性改善は、同様の本数の接続用貫通導体 5 b の対向距離を減じた比較例 3 b においては得られておらず、両基板端に近接した領域において接続用貫通導体 5 b の対向距離を低減することが本発明の効果をj得るために有効であることが証明された。

## 【0 0 5 7】

なお、基板裏面に形成された接地導体層 4 から、図 5 に示すように、最も基板端に近接して形成された接続用貫通導体 5 b が対向する領域よりも基板端面に近い領域を除去した以外は実施例 3 b と条件が等しい実施例 4 の測定を行った。

## 【0 0 5 8】

【表 4】

|        | 誘電体基板 1 中の<br>接続用貫通導体対配置<br>(最も基板端に近い導体対) |     |      |      |      | 接地導体層<br>一部除去 | S21<br>(87GHz)<br>/dB | MAG<br>(87GHz)<br>/dB |
|--------|---|-----|------|------|------|---------------|-----------------------|-----------------------|
|        | Ws  | Wg  | Wa   | Wc   | W    |               |                       |                       |
| 比較例 3a | 150                                       | 100 | 1000 | 1200 | 1000 | なし            | -6.43                 | -1.84                 |
| 比較例 4a | 150                                       | 100 | 1000 | 1200 | 1000 | あり            | -4.93                 | -0.99                 |
| 実施例 3b | 150                                       | 100 | 800  | 1000 | 1000 | なし            | -2.47                 | -1.37                 |
| 実施例 4  | 150                                       | 100 | 800  | 1000 | 1000 | あり            | -1.55                 | -0.65                 |

## 【0 0 5 9】

表 4 の結果より実施例 3 b と実施例 4 の特性を比較すると、本発明の構造採用により、通過損失、M A G とともに特性が改善されたことが明らかとなった。また、図 6 に示すように、最も基板端に近接して形成された接続用貫通導体 5 b が対

向する領域よりも基板端面に近い領域を除去した以外は比較例 1 a と条件が等しい比較例 1 c を比較例 1 a と比較することにより、接地導体層 4 よりも基板端面に近い領域の除去のみでも通過損失、MAG とともに特性を改善することが明らかとなった。しかし、接続用貫通導体 5 b の間の距離の低減と接地導体層 4 の一部除去を組み合わせることによってよりいっそうの特性改善が得られることが、実施例 4 と比較例 1 c との特性比較から明らかになった。

### 【0060】

また、外部回路基板中の信号導体配線の両側に配置された接地導体配線と、信号導体配線の裏面に配置された接地導体層間を接続する接続用貫通導体 5 a、5 b の中で、最も接続個所に近い接続用貫通導体 5 b の対向距離を 1 0 0 0 ミクロンから 9 0 0 ミクロンと 8 0 0 ミクロンへとそれぞれ減じた以外は実施例 3 c と同様の回路構造である実施例 5 a、5 b の伝送特性測定を行った。上記条件において、最も接続個所に近い接続用貫通導体 5 b の対向距離を用いて外部回路基板中の信号伝送における、導波管モードの遮断周波数を導出したところ、それぞれ 9 4 G H z、1 0 4 G H z、1 1 8 G H z 程度となる。また、上記条件において、最も接続個所に近い接続用貫通導体 5 b の中でも、最も接続個所に近接した個所同士の対向距離は、それぞれ 1 2 0 0 ミクロン、1 1 0 0 ミクロン、9 0 0 ミクロンに相当しており、これらの値を用いて外部回路基板中の信号伝送における最も接続個所近傍における、導波管モードの遮断周波数を導出したところ、それぞれ 7 8 G H z、8 5 G H z、1 0 4 G H z 程度となる。

### 【0061】

【表 5】

|        | 誘電体基板 1 中の<br>接続用貫通導体対配置<br>(最も基板端に近い導体対) |     |     |     |      | 外部回路基板<br>接続用貫通<br>導体対配置<br>(最も接続部に<br>近い導体対) | S21<br>(87GHz)<br>/dB | MAG<br>(87GHz)<br>/dB |
|--------|---|-----|-----|-----|------|---|-----------------------|-----------------------|
|        | Ws  | Wg  | Wa  | Wc  | W    |   |                       |                       |
| 実施例 3c | 150                                       | 100 | 750 | 950 | 1000 | 従来通り  | -2.39                 | -1.36                 |
| 実施例 5a | 150                                       | 100 | 750 | 950 | 1000 | 変化あり<br>(900ミクロン間隔)                           | -1.8                  | -1.22                 |
| 実施例 5b | 150                                       | 100 | 750 | 950 | 1000 | 変化あり<br>(800ミクロン間隔)                           | -1.75                 | -1.19                 |

**【 0 0 6 2 】**

表 5 の結果より、実施例 3 d と実施例 5 a、5 b の特性を比較すると、本発明の構造採用により、通過損失、M A G とともに特性が改善されたことが明らかとなった。

**【 0 0 6 3 】****【発明の効果】**

以上詳述した通り、本発明の高周波回路によれば、誘電体基板表面に信号導体配線と、誘電体基板の内部あるいは裏面に接地導体層を具備するグランド付コプレーナ線路等を有する配線基板において、端子部の信号導体配線の両側に接地導体配線を形成し、接地導体配線と接地導体層を接続する接続用貫通導体の対向距離を、最も基板の端面に近接したものについて短く設定することにより、外部回路との接続部において発生する放射損失の低減が可能となる。

**【図面の簡単な説明】****【図 1】**

本発明の高周波回路の概略図

**【図 2】**

本発明の高周波回路内の誘電体基板 1 表面の配線パターン図

( a ) 領域 ( a ) における伝送線路の断面構造を示す図

( b ) 領域 ( b ) における伝送線路の断面構造を示す図

**【図 3】**

本発明の好ましい例である高周波回路内の誘電体基板 1 表面の配線パターン図

**【図 4】**

本発明の好ましい例である高周波回路内の誘電体基板 1 表面の配線パターン図

**【図 5】**

( a ) 本発明の好ましい例である高周波回路内の誘電体基板 1 表面の配線パターン図

( b ) 本発明の好ましい例である高周波回路内の誘電体基板 1 裏面の接地導体層の配線パターン図

**【図 6】**

本発明の高周波回路構造を適用した高周波パッケージの概略図

【図 7】

本発明の高周波回路構造の伝送特性測定に際して使用した誘電体基板 1 表面の配線パターン図

【図 8】

従来の高周波パッケージの概略図

(a) 概略断面図

(b) 従来の高周波パッケージの基板上面に形成される導体パターン図

(c) 従来の高周波パッケージの基板下面に形成される導体パターン図

【図 9】

従来の高周波回路内で使用される高周波伝送線路構造の断面図

【図 1 0】

典型的な外部回路基板の表面および裏面の導体パターン図

【符号の説明】

- 1 誘電体基板
- 2 信号導体配線
- 3 接地導体配線
- 4 接地導体層
- 5 a 接続用貫通導体
- 5 b 最も基板端面に近い位置に配置されている接続用貫通導体
- 7 一对の接続用貫通導体 5 b の各中心
- 8 誘電体基板 1 の端面
- 9 蓋
- 1 0 高周波素子
- 1 1 リボン、ワイヤ 等の接続部品
- 1 2 接続用貫通導体
- 1 3 外部回路基板
- 1 4 信号導体配線
- 1 5 接地導体層

1 6 接地導体配線

1 7 半田

W 接続用貫通導体対 5 の信号導体配線 2 を挟んだ対向間隔

W a 一对の接続用貫通導体 5 b の最短対向距離

W b 領域 b における接続用貫通導体対の対向距離

W c 最も基板端に近接した個所同士における一对の接続用貫通導体 5 b の対向距離

W s 信号導体配線 2 の配線幅

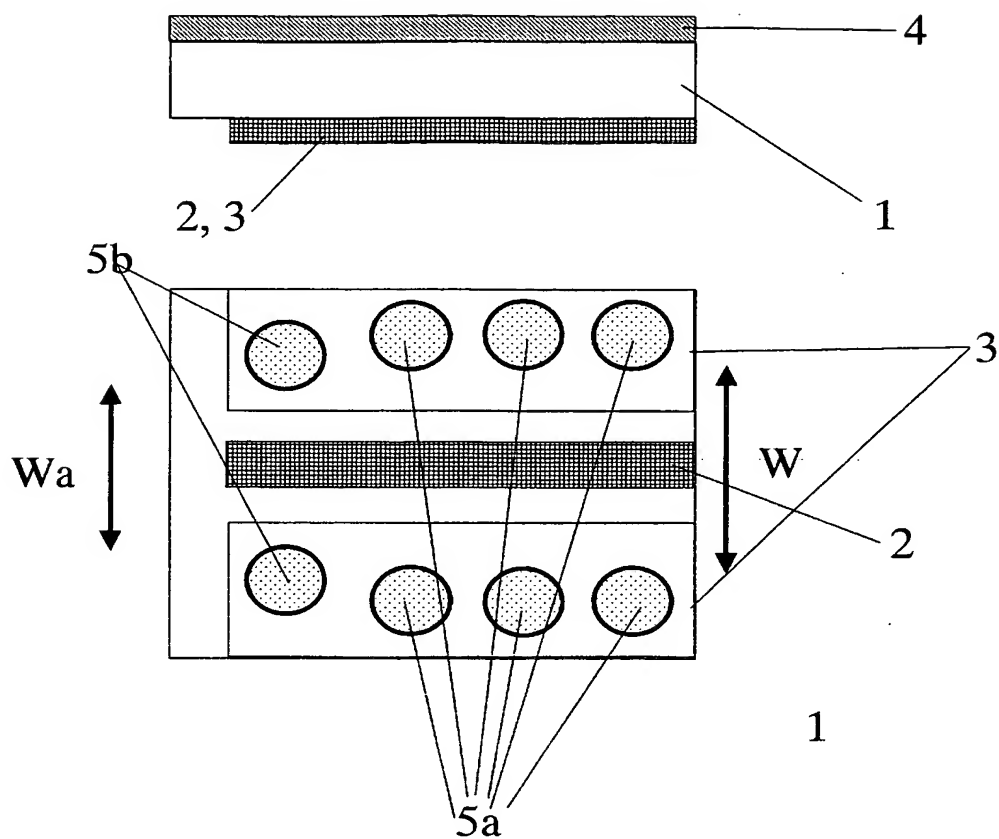
W g 信号導体配線 2 と両側に設けられた接地導体配線 3 間の間隔

W p 一对の接続用貫通導体 5 a 、 5 b の貫通導体壁から接地導体端までの距離

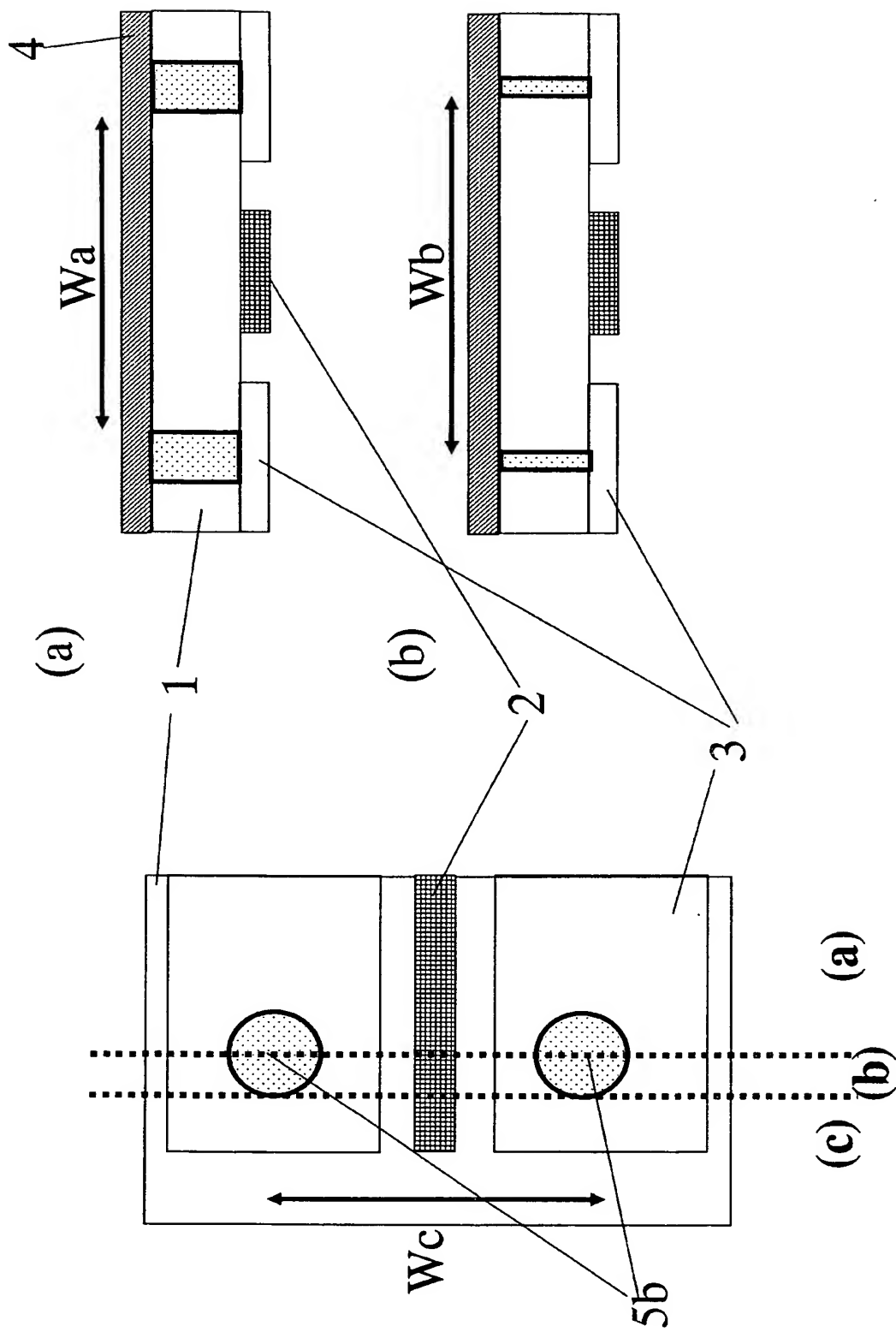
【書類名】

図面

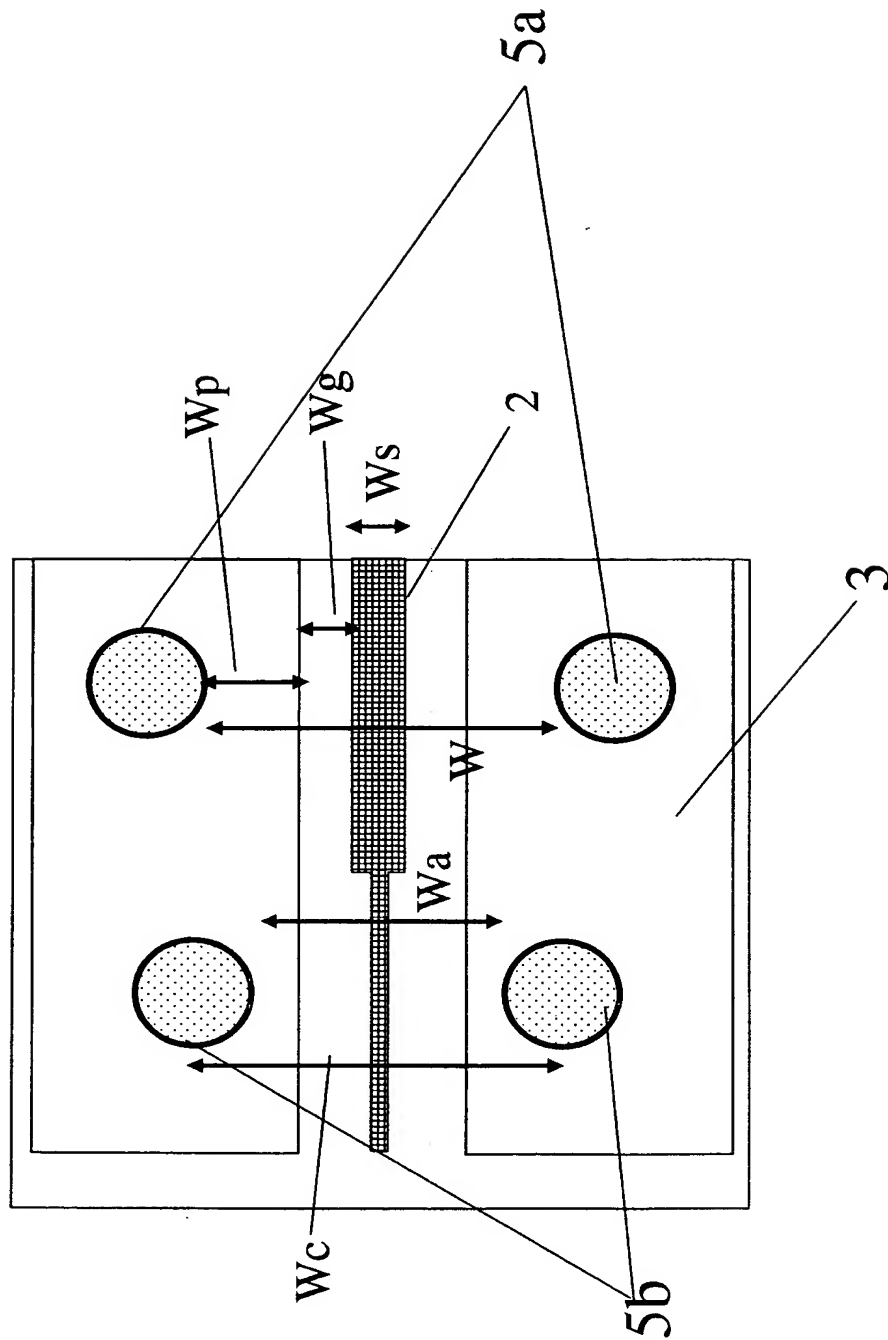
【図 1】



【図 2】

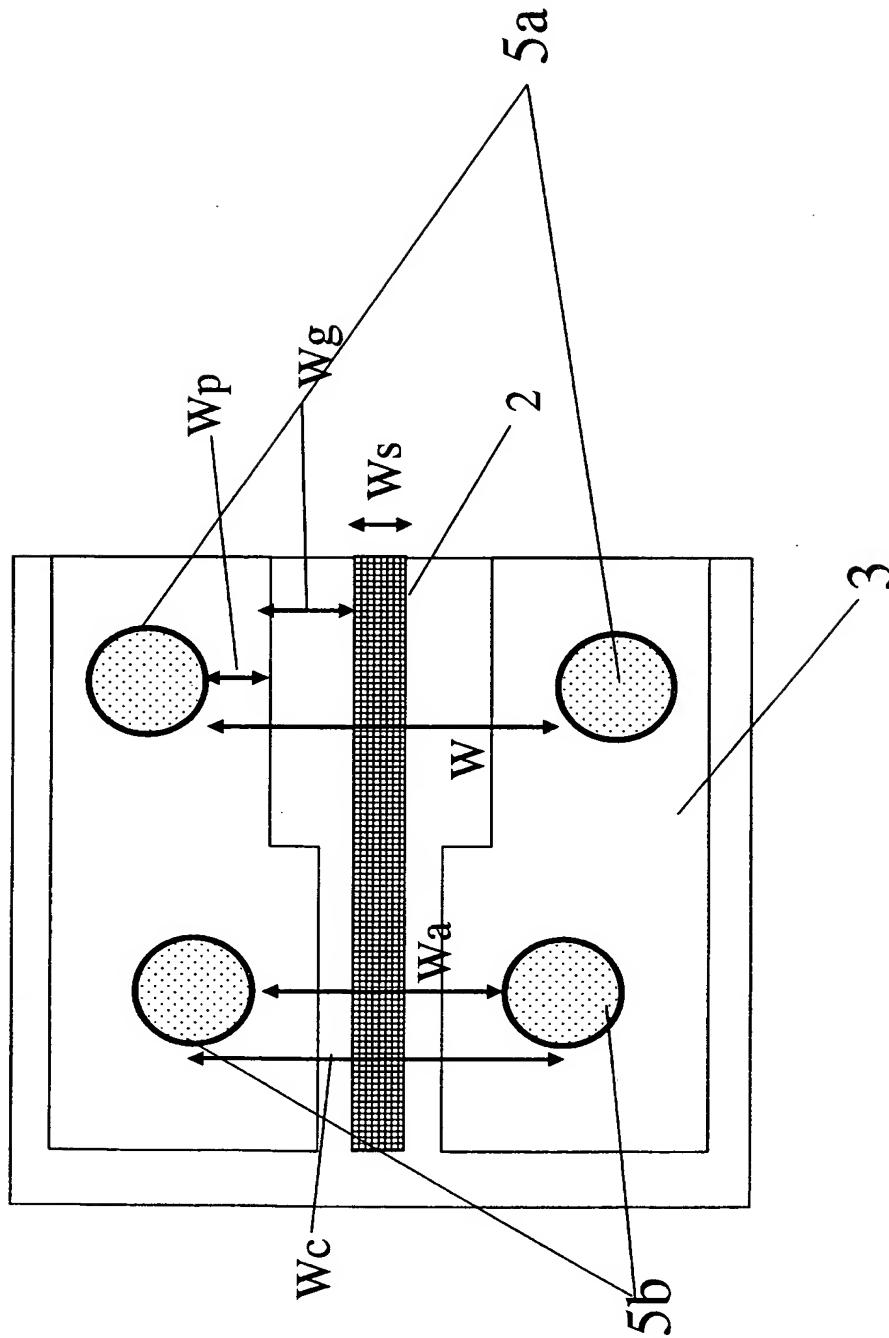


【図 3】

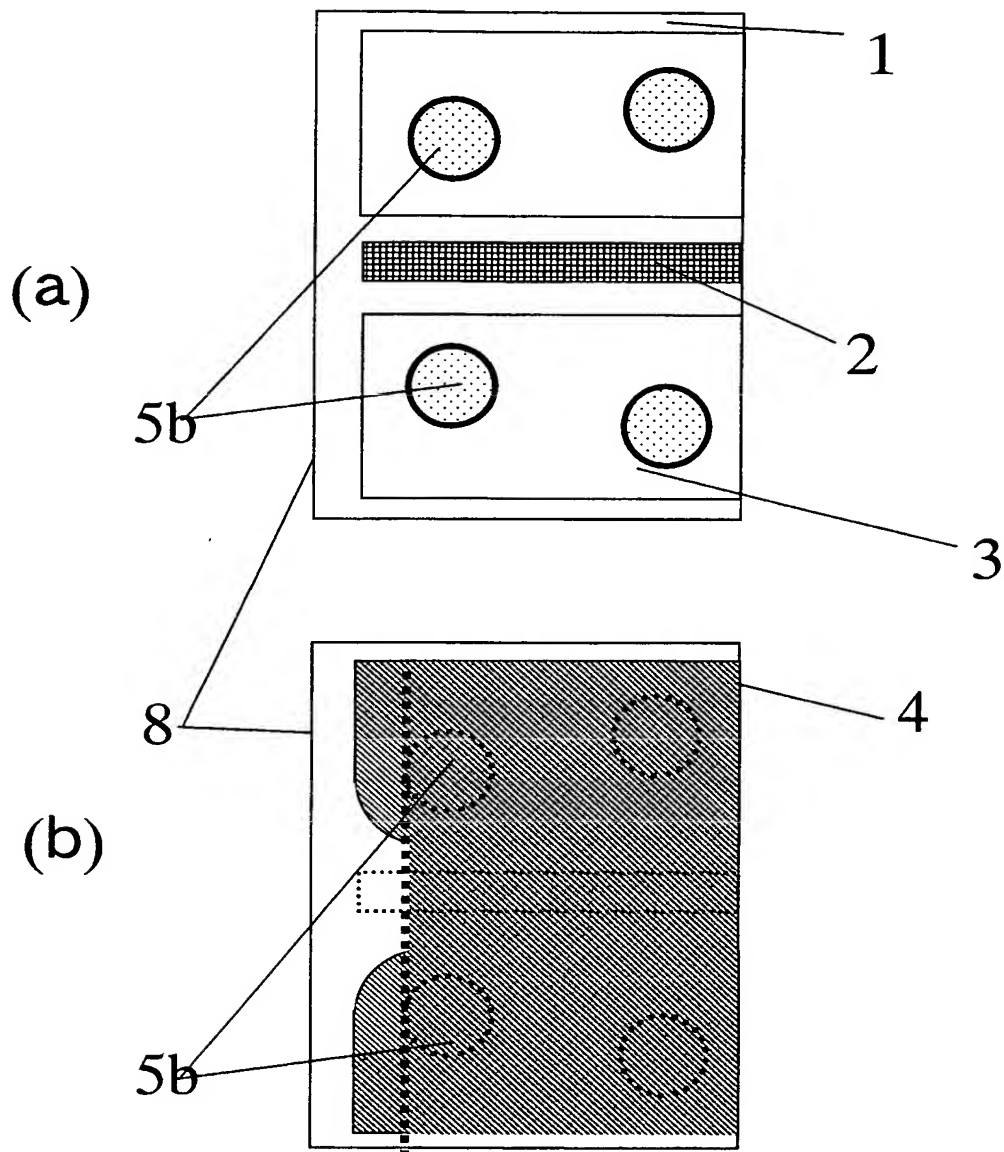




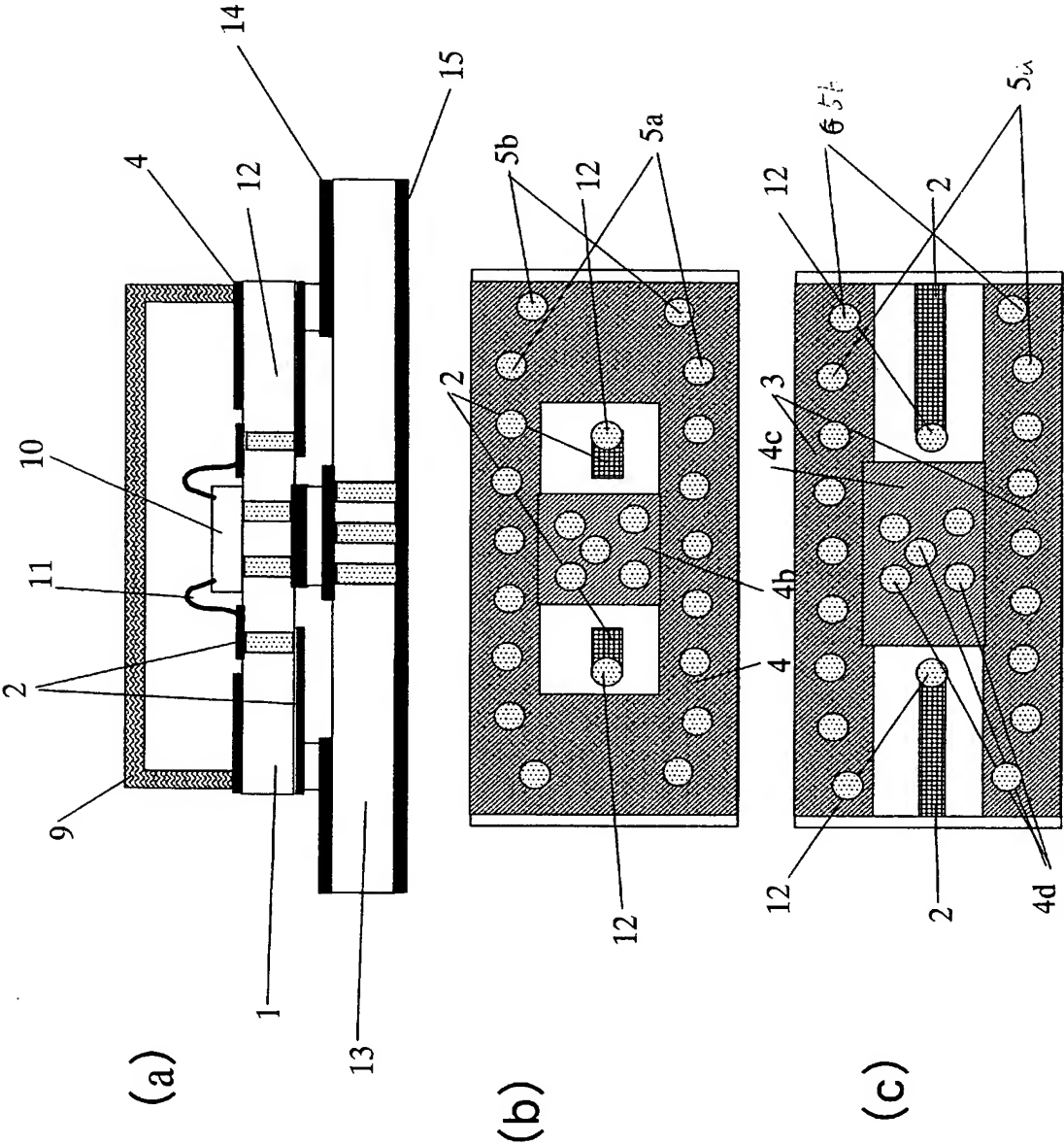
【図 4】



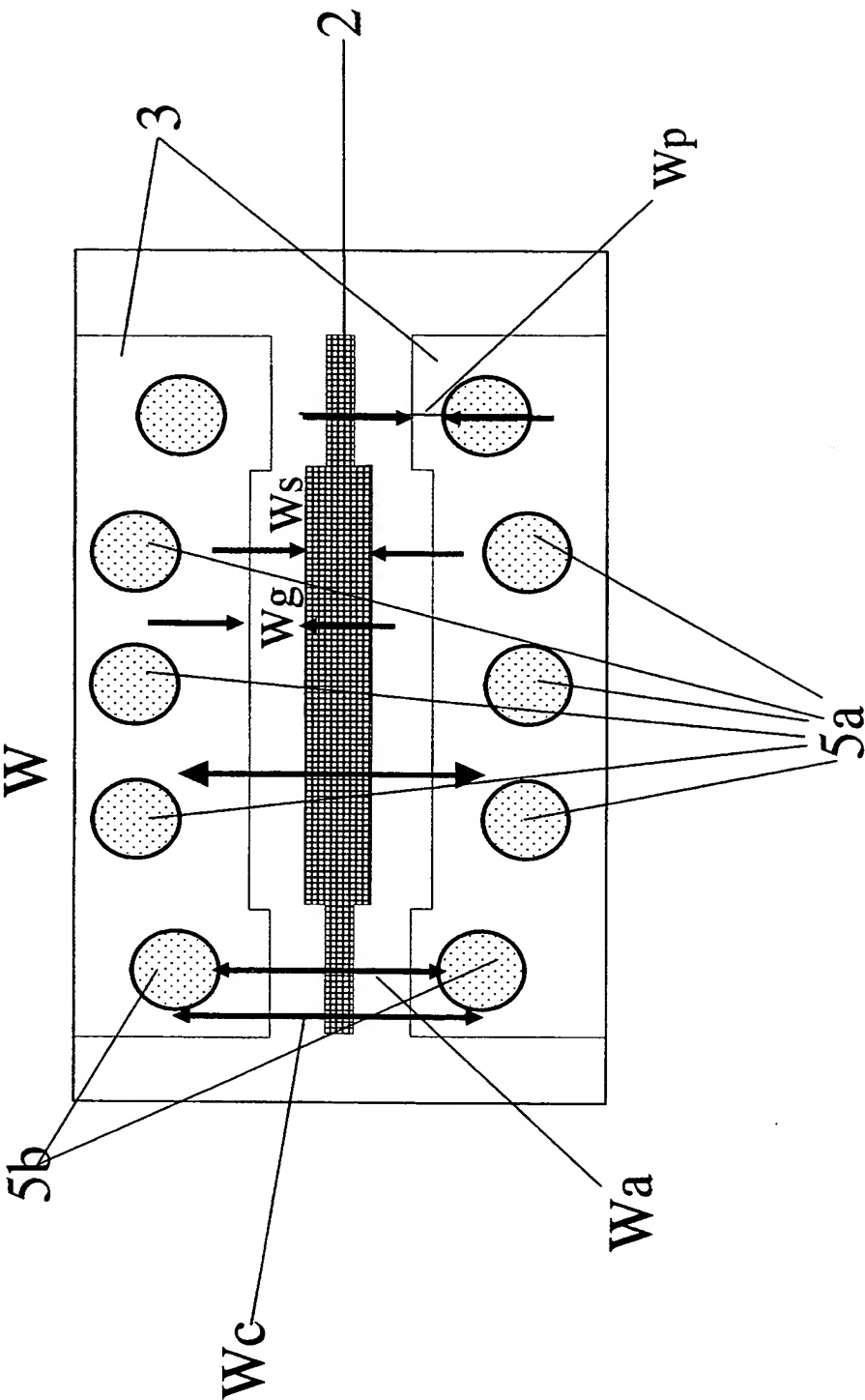
【図 5】



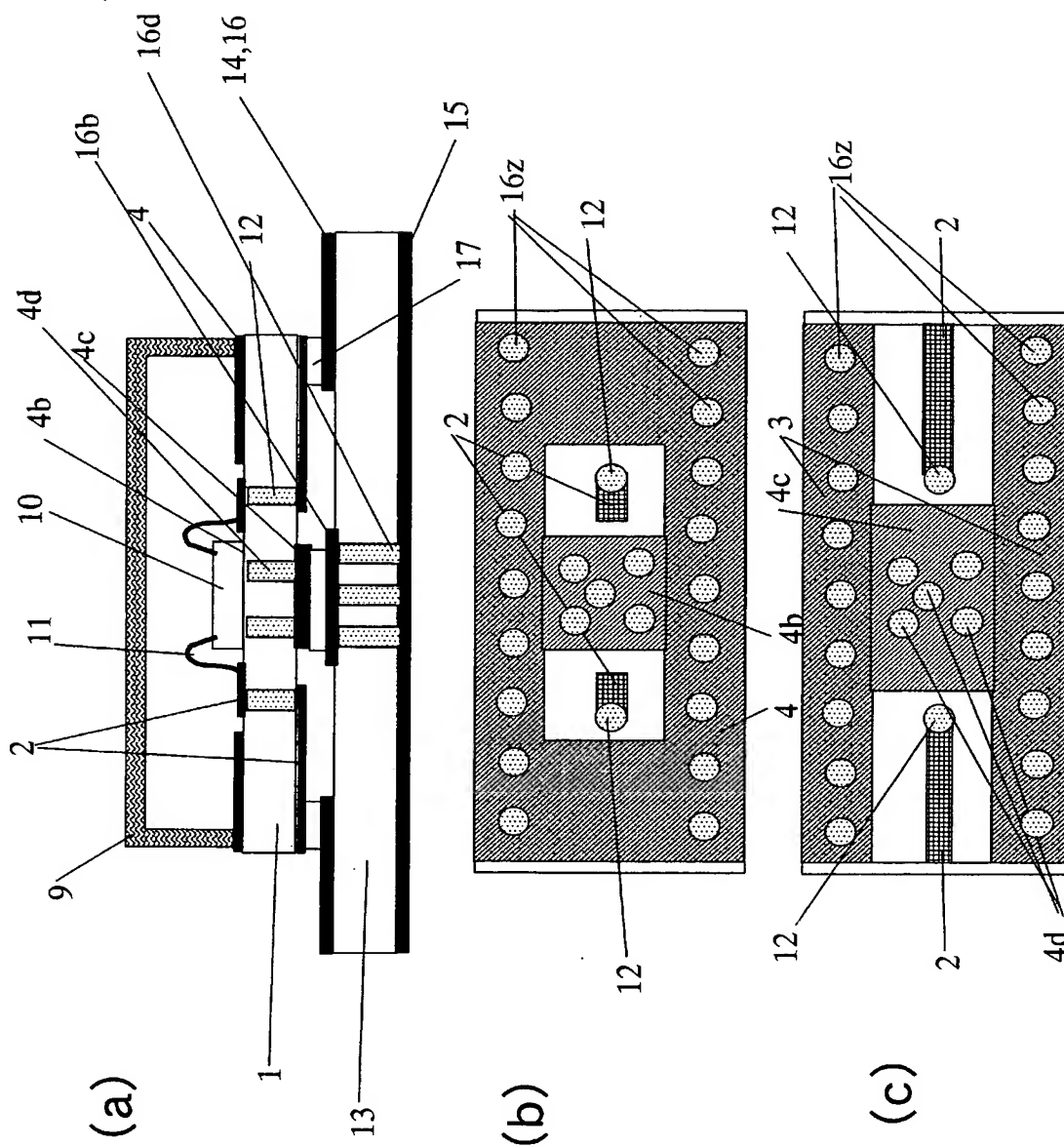
【図 6】



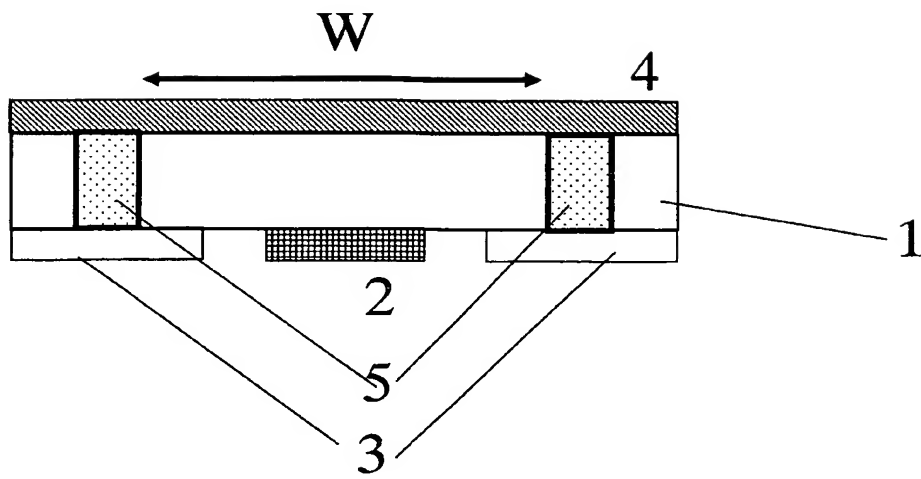
【図 7】



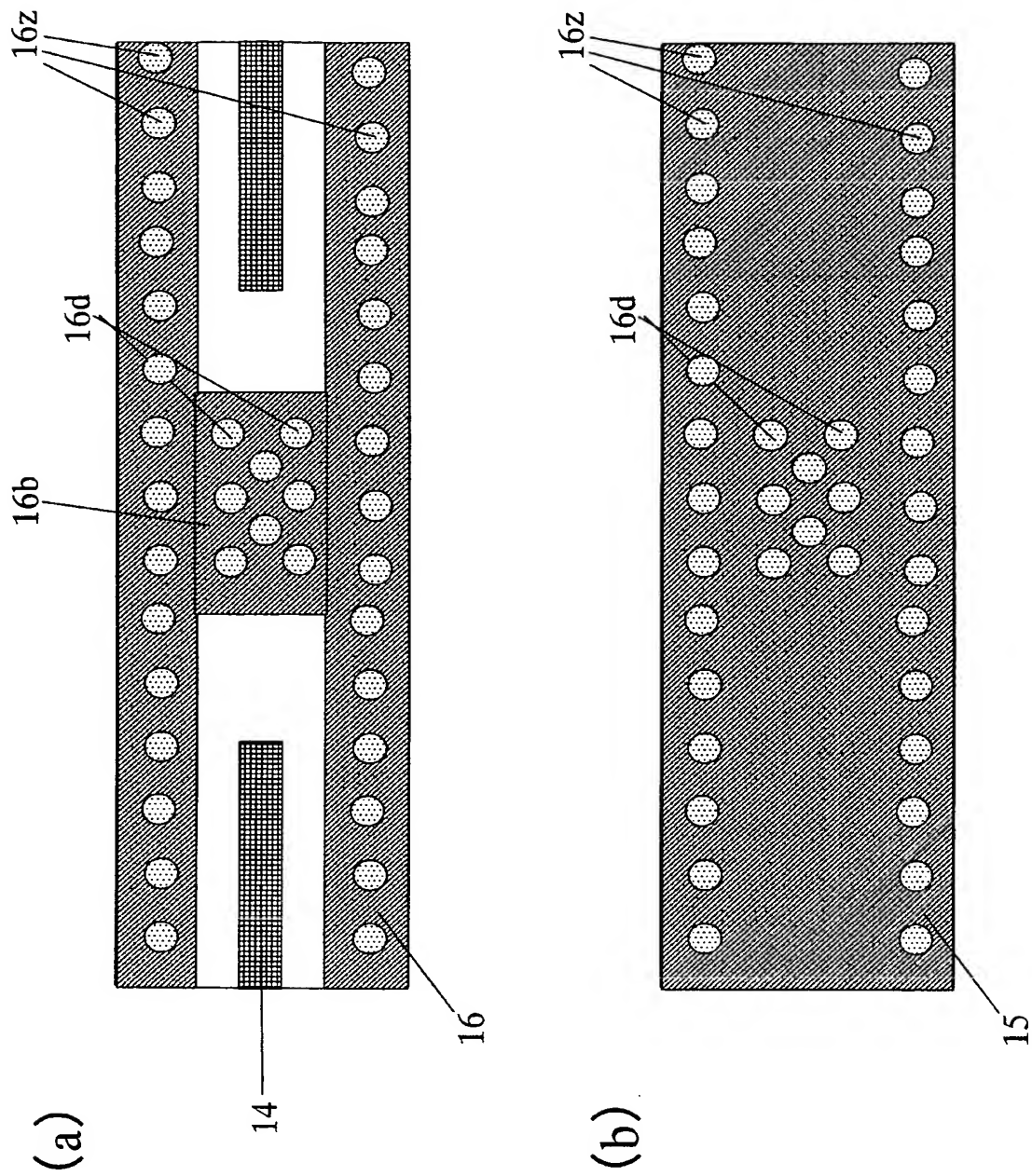
【図 8】



【図 9】



【図 10】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 信号導体配線 2 と接地導体層 3 を具備する高周波伝送線路が設けられた配線基板 1 を外部回路基板と接続するに際して、省面積の回路規模、且つ、安価なプロセス技術で、3 0 G H z 以上の高周波信号の伝送における接続部における放射損失を低減する構造を提供する。

【解決手段】 接地導体配線 4 と接地導体層 3 とが誘電体基板 1 を貫通して形成される接続用貫通導体 5 a、5 b により信号導体配線 2 を挟んだ両側の個所で少なくとも一箇所ずつ接続され、且つ最も基板端に近接して形成される一対の接続用貫通導体 5 b の対向間隔が、他の一対の接続用貫通導体 5 a の対向間隔より短い。

【選択図】 図 6



特願 2 0 0 3 - 1 5 7 9 1 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[ 0 0 0 0 0 5 8 2 1 ]

1 . 変 更 年 月 日

1 9 9 0 年    8 月 2 8 日

[ 変 更 理 由 ]

新 規 登 録

住    所

大 阪 府 門 真 市 大 字 門 真 1 0 0 6 番 地

氏    名

松 下 電 器 産 業 株 式 会 社